

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 27 年 6 月 10 日現在

機関番号：14301
研究種目：基盤研究(C)
研究期間：2012～2014
課題番号：24560456
研究課題名(和文) ローカルエリアパワーネットワークのための回路モデルの構築

研究課題名(英文) Circuit model for local area power network

研究代表者

久門 尚史 (Hisakado, Takashi)

京都大学・工学(系)研究科(研究院)・准教授

研究者番号：80301240

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,200,000円

研究成果の概要(和文)：複数のスイッチング電源と複数の負荷の間で協調してエネルギーのやりとりを行う小規模な閉じたネットワークとしてローカルエリアパワーネットワークを定義し、その構成のために不可欠な回路モデルの構築を行った。高周波の成分に関しては電流伝搬に伴うエネルギーの振る舞いを導体上のみの物理量で表現する手法を開発した。低周波の成分に関しては実際にローカルエリアパワーネットワークを構成し、モデルの妥当性を確認した。

研究成果の概要(英文)：Local area power network is a power network of multi-sources and multi-loads with power electronics. We construct a model of energy flows for a high frequency transmission line using currents and charges which are defined only on the conductor. We design AC-DC converters and confirm the validity of the proposed simple model in the low frequency.

研究分野：回路理論、電力回路、高周波回路

キーワード：電力ネットワーク 単導体線路 エネルギー 回路モデル 双方向変換器

1. 研究開始当初の背景

(1) 再生可能エネルギーによる分散電源や電気自動車の充電スタンドなど、従来とは異なる電源・負荷やエネルギーの流れが増加している。このような電力ネットワークの多様化に対応して、情報通信ネットワークにおけるローカルエリアネットワーク(LAN)のように、小規模に閉じた形のネットワークの中に複数の小規模な電源、複数の負荷を持つネットワークを想定し、その中で個々の機器が互いにエネルギーのやり取りを行う電力ネットワークをローカルエリアパワーネットワークと位置づけ、その実現手法を考えた。

(2) ローカルエリアパワーネットワークは、同期機による大規模なネットワークと異なり、パワーエレクトロニクスによるスイッチングに基づいて制御された小規模な機器が基本要素と成る。そのため慣性が小さく、エネルギーのやり取りにおいて生じる互いの干渉が大きくなるため、緻密な電力の制御が重要になる。また一方で、高周波スイッチングに伴うノイズは高周波における干渉を引き起こし、誤動作などの原因になるため、高周波の電流伝搬に関してもモデル化が重要となる。

(3) 高周波の電流伝搬に関しては分布定数線路モデルが従来用いられているが、分岐など複雑な構造を含むネットワークではモード変換が発生し、重要な要素としてコモンモード等にも対応したモデルが必要となる。しかし、コモンモードは明示的な帰路線やグラウンドを持たないため、従来のモデルではコモンモードの伝搬や、その放射などの振る舞いをモデル化することは難しい。

(4) 基本波とその高調波程度の低周波のエネルギー伝送に関しては、集中定数の回路モデルがよく用いられ、設計データが分かる形での回路モデルは比較的良好なモデルとなる。しかし、外部からマクロにモデル化する場合の手法に関しては系統だった手法は知られていない。また、そのモデルに基づいてローカルエリアパワーネットワークをモデル化し、エネルギーのやり取りの緻密な制御に利用するためには、よりマクロで簡易なモデルが必要になる。

2. 研究の目的

(1) 本研究ではローカルエリアパワーネットワークを構築する上で重要なモデルとして、高周波においては電磁波の伝搬に伴うエネルギーを扱うための適切な回路モデルの構築を行うことを目的とした。モデル化に当たっては、干渉の上で重要と成るコモンモード伝搬を扱うため、明示的な帰路線が無いような配線における電流伝搬を基礎にして、そこにおけるエネルギーの伝搬をポインティングベクトルのような空間に存在する場の

量の成分を空間積分することなく、電流や電荷などの配線上の物理量に基づいて表現することを目指した。このため、電磁場の支配方程式であるマクスウェル方程式と整合性のある回路モデルを導出することにより、エネルギーという物理量の特性を適切に表現するモデルを目標とした。

(2) 低周波における電力伝送の制御のためのモデル化については、ローカルエリアパワーネットワークにおいて接続された機器が互いに協調してエネルギーのやり取りを行うという枠組みにおいて、ネットワークにおける機器のダイナミクスを適切に表現できる簡単なモデルを構築することを目的とした。このモデルにおいては回路モデルと制御とを適切に組み合わせることで、エネルギーの振る舞いの見通しの良いモデルを構築することを目指した。

3. 研究の方法

(1) 高周波におけるモデルとしては、明示的な帰路線を持たない単導体線路のモデルとして単導体素子モデルを元に、エネルギーの表現を考えた。従来から電磁エネルギーの表現方法は種々の形があるが、ここでは回路モデルと整合性のあるベクトルポテンシャルとスカラーポテンシャルを用いたポテンシャル表現を元に、単導体の線におけるエネルギーの流れもモデル化を行うことを試みた。

単導体素子モデルは単導体上を伝搬する電流と線電荷密度が反射と透過を繰り返すモデルであるが、マクスウェル方程式における電磁場の波源となる電流密度と電荷密度と対応しているため、電磁現象を適切に表現する回路モデルの構築という意味で妥当な出発点となる。モデルの妥当性の評価に関しては、エネルギーを保存した形で電磁界解析が可能な有限積分法(FIT)を実装しているCST Studio Suiteの結果との比較を用いた。

(2) パワーエレクトロニクスによるスイッチングに基づいたエネルギーの扱いを表現するモデルとしては、スイッチング回路が重要と成るが、これはラプラス変換を用いた過渡現象の等価回路表現を出発点とし、その過渡現象に対するテブナン・ノートンの等価回路を導出することにより、よりマクロなモデルの導出を試みた。

これらのモデルの妥当性については、実際に双方向AC・DCコンバータのモジュールを試作することにより評価を行った。これはパワーエレクトロニクスを用いて、PWMによるスイッチングを行うことで、双方向にAC・DC変換が可能なモジュールである。このモジュールを用いて実測から回路パラメータを推定する形でマクロなモデル化の妥当性評価を行った。また、このモジュールに

おけるエネルギーの流れの表現としては拡張された Tellegen の定理を用いて周波数変換の振る舞いを表現する方法を検討した。

さらに、フィードバック制御を含んだ形のネットワークのモデルとしては、交流周期を基準とした単純なモデルによりネットワークにおける送り手と受け手が協調したエネルギーのやりとりのモデル化を行った。これはダイナミックフェーズのような平均化と離散時間の制御を結びつけるモデルとなる。

4. 研究成果

(1) 高周波における単導体線路のモデル化として単導体素子によるモデル化があり、半径 a 、長さ l の単導体素子から成る構造の場合、下記のような遅延方程式で記述される。

$$\begin{cases} I_m^f(t) = I_{m-1}^f(t - \frac{l}{c}) + A_m \\ I_m^b(t) = I_{m+1}^b(t - \frac{l}{c}) + A_m \end{cases}$$

ここで、

$$A_m = 2\pi \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{\int (\sum_{m \neq n} E_{mn} + E_{m,in}) dl}{\log \left| \frac{\frac{l}{2} + \sqrt{(\frac{l}{2})^2 + a^2}}{-\frac{l}{2} + \sqrt{(\frac{l}{2})^2 + a^2}} \right|}$$

である。ここで電流 I は $I=c$ で電荷密度と結ばれており、Maxwell 方程式の波源の物理量を利用した電流伝搬の表現となっている。

このモデルを用いてエネルギーのモデル化を考える。従来よく用いられるポインティングベクトルによるエネルギーの表現は下記の関係に基づいている。

$$-\int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dV = \oint_S \mathcal{S} dS + \frac{\partial}{\partial t} \int_V (W_m + W_e) dV$$

ただし、各成分は

$$\begin{aligned} \mathcal{S} &= \mathbf{E} \times \mathbf{H} \\ W_e &= \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} \\ W_m &= \frac{1}{2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \end{aligned}$$

である。しかしこの表現は空間の積分を含むため、積分範囲を減らせる方法が望ましい。そこで下記のようなベクトルポテンシャルとスカラーポテンシャルを用いた定式化を考える。

$$-\int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dV = \oint_S \mathcal{S}^o dS + \frac{\partial}{\partial t} \int_V (W_m^o + W_e^o) dV$$

ただし、各成分は

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_i^o &= \phi J_i + \frac{1}{2\mu_0} \left(\mathbf{A} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial x_i \partial t} - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial x_i} \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) - \frac{1}{2\epsilon_0} \left(\phi \frac{\partial^2 \phi}{\partial x_i \partial t} - \frac{\partial \phi}{\partial x_i} \frac{\partial \phi}{\partial t} \right) \\ W_e^o &= \frac{1}{2} \rho \phi + \frac{1}{2\epsilon_0} \frac{1}{c^2} \left\{ \phi \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} - \left(\frac{\partial \phi}{\partial t} \right)^2 \right\} \\ W_m^o &= \frac{1}{2} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} - \frac{1}{2\epsilon_0} \left(\mathbf{A} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) \end{aligned}$$

である。この各成分の第一項に注目すると、電流密度と電荷密度が関与するため、導体線上の物理量だけで表現できていることが分かる。一方で第二項からはポテンシャルに基づく量であるため、空間に広く存在する。

ポインティングベクトルによる表現とポテンシャルによる表現についてエネルギーの差をとると下記ようになる。

$$\int_V \{(W_e + W_m) - (W_e^o + W_m^o)\} dV = \int_V \nabla \cdot \frac{1}{2} \left[\epsilon_0 \left(\phi \mathbf{E} + \frac{\partial \phi}{\partial t} \mathbf{A} - \phi \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) - \mathbf{A} \times \mathbf{H} \right] dV$$

右辺の積分は全空間では 0 になり全空間では両者は等しいことが分かる。

また、一方向に伝搬する進行波の場合においては、ポテンシャル表現の場合の第二項以降が打ち消しあい、下記のような単純な表現になる。

$$\begin{aligned} \mathcal{S}^o &= \phi \mathbf{J} \\ W_e^o &= \frac{1}{2} \rho \phi \\ W_m^o &= \frac{1}{2} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} \end{aligned}$$

これは導体上の物理量のみで表現されているため、単導体におけるエネルギー表現としては極めて見通しの良い表現といえる。

(2) 上記ポテンシャル表現と従来の 2 導体分布定数回路表現との対応を明らかにするため、下図のような分布定数線路を考え、その上のスカラーポテンシャルを考える。

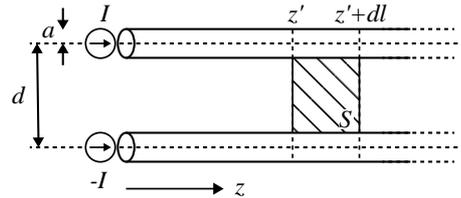


図 1 分布定数線路

ポテンシャル量は下記のように時間に依存する関数となる。

$$\begin{aligned} A_z(z, r, t) &= \frac{\mu_0 I_0}{4\pi} \ln \left\{ \frac{-z + ct}{-z + \sqrt{z^2 + r^2}} \right\} \\ \phi(z, r, t) &= \frac{I_0}{4\pi\epsilon_0 c} \ln \left\{ \frac{-z + ct}{-z + \sqrt{z^2 + r^2}} \right\} \end{aligned}$$

しかし、電流源から十分離れたところでは

$$\begin{aligned} \phi^1(z') &= \frac{I_0}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \left(\frac{-z' + \sqrt{z'^2 + (d-a)^2}}{-z' + \sqrt{z'^2 + a^2}} \right) \\ \phi^2(z') &= -\phi^1(z') \end{aligned}$$

となり、時間には依存しない。さらに

$$\begin{aligned} V(z') &= \phi^1(z') - \phi^2(z') \\ &= \frac{I_0}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \left(\frac{-z' + \sqrt{z'^2 + (d-a)^2}}{-z' + \sqrt{z'^2 + a^2}} \right) \\ &= \frac{I_0}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \left(\frac{-z' + z' + \frac{(d-a)^2}{2z'}}{-z' + z' + \frac{a^2}{2z'}} \right) \\ &= \frac{I_0}{\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \left(\frac{d-a}{a} \right) \end{aligned}$$

から十分遠方では通常の分布定数線路表現と一致することが確認できる。これらの結果から通常の電圧や電流に基づく表現と下記の対応がとれることを明らかにした。

$$VI \leftrightarrow \phi J$$

$$\frac{1}{2}QV \leftrightarrow \frac{1}{2}\rho\phi$$

$$\frac{1}{2}\Phi I \leftrightarrow \frac{1}{2}A \cdot J$$

(3) 放射に関しても従来のポインティングベクトルによる表現との関係を明らかにするために、有限長単導体について放射により電流が減衰する場合の様子をポテンシャル表現と比較した。

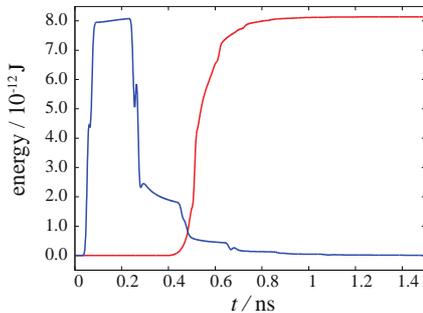


図 2 エネルギーの比較

上の図において青色がポテンシャル表現による導体上のエネルギー、赤色が遠方におけるポテンシャル表現による放射されたエネルギーを示す。このように、導体上から失われたエネルギーがポインティングベクトルによる放射の表現と対応していることが分かる。

(4) 低周波の回路モデルとしては、スイッチ素子を含む電源部の等価回路モデルとして過渡領域のテブナン・ノートン等価回路を構成した。これは、スイッチによって時変システムになる回路に対して、時間的に分割することにより、時不変システムを接続する形でモデル化を実現した。また状態平均化法に対してもラプラス変換によりテブナン・ノートン等価回路を導出する方法を提案した。

また、実際にエネルギーのやりとりを制御する場合に使えるように、外部からマクロモデルとして推定できるテブナン・ノートンの等価回路の導出を行った。これは運用状態の2回の実測データに基づいて回路パラメータが得られる方法である。

(5) 実際にローカルエリアパワーネットワークを構成し、提案モデルの妥当性について評価を行った。ローカルエリアパワーネットワークを構成するモジュールとしては双方向AC-DC変換モジュールを用い、無線通信を用いて互いに協調することにより小規模で慣性の小さいネットワークにおいても干渉の影響をできるだけ避けられる仕組みを採用した。また、制御の仕組みは交流1周

期を単位時間とし、この時間における電圧や電流を複素量として表現し、離散時間システムとしてフィードバック制御を行った。下図は実際に実験に用いたモジュール基板である。



図 3 試作したモジュール

制御部と回路を連立させる形でマクロモデルを構成し、実測と比較した。実験の回路構成を下図に示す。

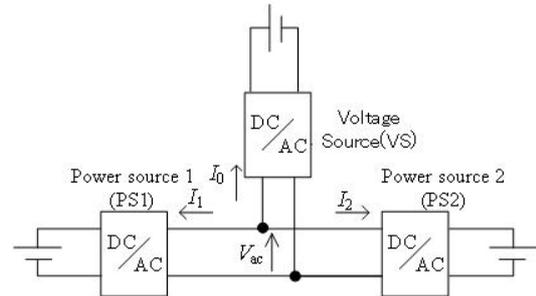


図 4 実験構成

1台の電圧源と2台の電力源から成り、電力源同士がエネルギーのやりとりを行う構成である。2台のモジュールが完全に同時にエネルギーをやり取りした場合について、実測値とモデルによる表現の比較を下図に示す。

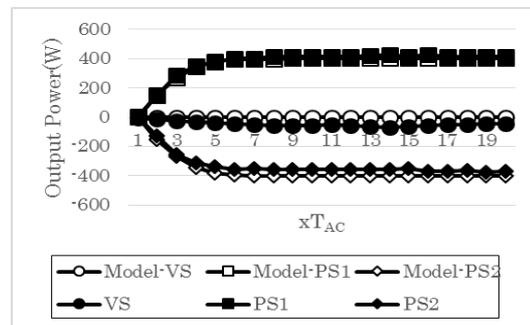


図 5 実験とモデルの比較 (同時の場合)

黒のポイントが実測値、白のポイントが実験値であるが、単純なモデルにもかかわらず、比較的良く一致していることがわかる。また、2台のモジュールのエネルギーのやりとりに5周期の時間差が生じた場合の実験とモデルの比較を下図に示す。

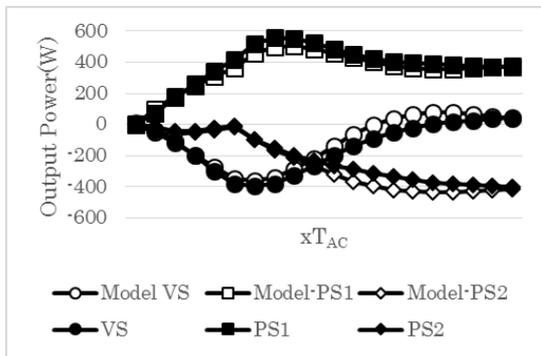


図 6 実験とモデルの比較 (非同時の場合)

この場合においても過渡現象が表現できており、提案モデルの妥当性が確認できた。

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[学会発表](計 5 件)

T. Hisakado, A. Hagihara, O. Wada, Time Domain Model of Current Propagation on Thin Wire Structures by Traveling Wave Element, Proc. CEFC, 2014 年 5 月 27 日, Annecy.

久門尚史、萩原明、和田修己、伝搬電流モデルにおける電磁ポテンシャルを用いた電力フローの解析、電子情報通信学会技術報告、2014 年 5 月 22 日、京都市。

萩原明、久門尚史、和田修己、単導体素子モデルを用いた異種半径線路接続点の電流伝搬解析、電子情報通信学会総合大会、2013 年 3 月 20 日、岐阜市。

深江一志、風岡諒哉、久門尚史、和田修己、ラプラス変換を用いた双方向 AC/DC コンバータの平均化テブナン等価回路、電子情報通信学会総合大会、2013 年 3 月 20 日、岐阜市。

D. Kiss, T. Edagawa, T. Hisakado, O. Wada, Analysis of Error due to Timing Desynchronization in the Peer-to-Peer Energy Transfer System, IEICE Tech. Rep., 2015 年 6 月 11 日, Tokyo.

6. 研究組織

(1) 研究代表者

久門 尚史 (Hisakado Takashi)
 京都大学・大学院工学研究科・准教授
 研究者番号：80301240

(2) 研究分担者

()

研究者番号：

(3) 連携研究者

()

研究者番号：